

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-058562

(43)Date of publication of application : 03.03.1995

(51)Int.Cl.

H03G 3/00
H03G 3/10

(21)Application number : 05-219161 ✓

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 10.08.1993

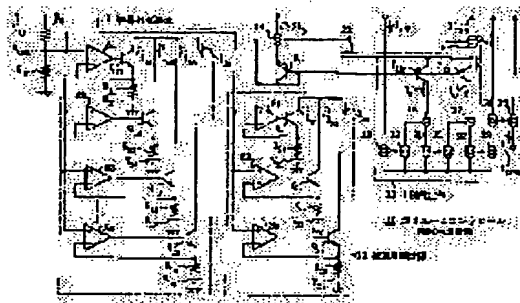
(72)Inventor : MURAKAMI TOSHIYA
OGA GENICHIRO
NISHI TSUYOTOSHI

(54) CONTROL CURRENT GENERATING CIRCUIT

(57)Abstract:

PURPOSE: To easily obtain a control current with high degree of freedom by summing plural currents whose threshold voltage differs and whose current increasing rate differs so as to obtain a control current.

CONSTITUTION: A 1st sum current I_{10} in a 1st current sum means 14 is a sum of currents $I_{A1}, I_{A2}, \dots, I_{An}$ whose threshold voltage V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) and current increase rate differ every time a control voltage V_{CONT} exceeds each threshold voltage V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$), the current increase rate of 1st sum current I_{10} is changed. As a result, the 1st sum current I_{10} whose current increasing rate changes (that is, plural inflection points are in existence) is formed by using an optional voltage as a boundary. Then the 1st sum current I_{10} is outputted as a control current I_{CONT} to set freely an output characteristic of the control current more than a conventional circuit.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 20.01.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 22.11.2001

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C): 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

特開平7-58562

(43) 公開日 平成7年(1995)3月3日

(51) Int. Cl.⁶H 0 3 G 3/00
3/10

識別記号

庁内整理番号

Z 7350-5 J
B 7350-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 7 F D (全 9 頁)

(21) 出願番号

特願平5-219161

(22) 出願日

平成5年(1993)8月10日

(71) 出願人

000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者

村上 敏哉

東京都品川区北品川6丁目7番35号ソニー
株式会社内

(72) 発明者

大賀 玄一郎

東京都品川区北品川6丁目7番35号ソニー
株式会社内

(72) 発明者

西 剛俊

鹿児島県国分市野口北5番地1号ソニー国
分株式会社内

(74) 代理人

弁理士 田辺 恵基

(54) 【発明の名称】 コントロール電流生成回路

(57) 【要約】

【目的】 本発明は、従来に比して自由度の高いコントロール電流を発生することができるコントロール電流生成回路を実現する。

【構成】 互いにしきい値電圧が異なり、かつ電流増加率が異なる複数の電流を足し合わせ、この電流をコントロール電流に用いる。従ってコントロール電流の屈曲点は加算される各電流のしきい値電圧や電流増加率によって設定され、任意の特性曲線を描く自由度の高いコントロール電流を容易に得ることができる。

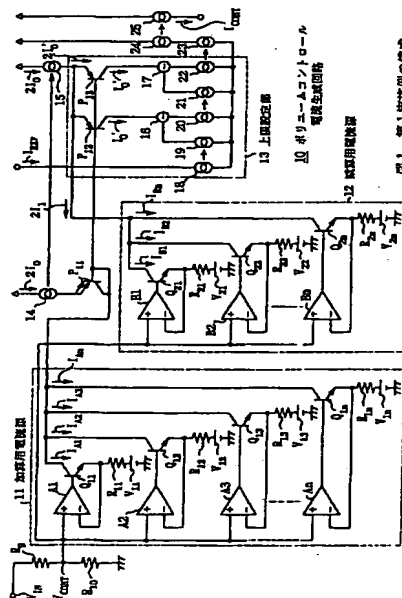


図1 第1実施例の構成

【特許請求の範囲】

【請求項1】それぞれ互いに異なるしきい値電圧を境に異なる増加率によって電流を流す第1の電流源を複数有する加算電流発生手段と、

上記加算電流発生手段から供給される複数の電流を足し合わせる第1の電流加算手段とを具えることを特徴とするコントロール電流生成回路。

【請求項2】それぞれ互いに異なるしきい値電圧を境に異なる増加率によって電流を流す第2の電流源を複数有する減算電流発生手段と、

上記減算電流発生手段から供給される複数の電流を足し合わせる第2の電流加算手段と、

上記第1の電流加算手段より出力される第1の加算電流から上記第2の電流加算手段より出力される第2の加算電流を差引き、差電流を生成する電流減算手段とを具えることを特徴とする請求項1に記載のコントロール電流生成回路。

【請求項3】上記第1の電流加算手段より出力される第1の加算電流と基準電流とを比較し、

上記第1の加算電流が上記基準電流に比して小さいとき、上記第1の加算電流を出力し、

上記第1の加算電流が上記基準電流に比して大きいとき、上記基準電流を出力する最大電流設定手段を具えることを特徴とする請求項1に記載のコントロール電流生成回路。

【請求項4】上記差電流と基準電流とを比較し、

上記差電流が上記基準電流に比して小さいとき、上記差電流を出力し、

上記差電流が上記基準電流に比して大きいとき、上記基準電流を出力する最大電流設定手段を具えることを特徴とする請求項2に記載のコントロール電流生成回路。

【請求項5】上記第1の電流源はそれぞれ、

しきい値電圧設定用の電圧源と、

上記電圧源に直列接続された増加率設定用の抵抗手段と、

上記抵抗手段の一端に緩衝増幅器を介して与えられた制御電圧を与えるトランジスタ手段とを有し、

上記抵抗手段は、上記制御電圧と上記しきい値電圧との差電圧に応じた電流を流すことを特徴とする請求項1に記載のコントロール電流生成回路。

【請求項6】上記第1及び第2の電流源はそれぞれ、

しきい値電圧設定用の電圧源と、

上記電圧源に直列接続された増加率設定用の抵抗手段と、

上記抵抗手段の一端に緩衝増幅器を介して与えられた制御電圧を与えるトランジスタ手段とを有し、

上記抵抗手段は、上記制御電圧と上記しきい値電圧との差電圧に応じた電流を流すことを特徴とする請求項2に記載のコントロール電流生成回路。

【請求項7】上記しきい値電圧設定用の電圧源はそれぞれ

2

れ、両端に共通の単一電源が接続されてなる分圧用抵抗手段の分圧比を設定することにより上記しきい値電圧を発生することを特徴とする請求項5又は請求項6に記載のコントロール電流生成回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【目次】以下の順序で本発明を説明する。

産業上の利用分野

従来の技術（図5）

10 発明が解決しようとする課題（図6）

課題を解決するための手段（図1）

作用（図2）

実施例（図1～図4）

（1）第1の実施例（図1及び図2）

（1-1-1）全体構成（図1）

（1-1-2）加算用電流源11の構成（図1）

（1-1-3）減算用電流源12の構成（図1）

（1-1-4）上限設定部13の構成（図1）

（1-2）動作及び効果（図2）

20 （2）第2の実施例（図2及び図3）

（2-1-1）全体構成（図3）

（2-1-2）加算用電流源31及び減算用電流源32の構成（図3）

（2-2）動作及び効果（図2）

（3）他の実施例（図4）

発明の効果

【0002】

【産業上の利用分野】本発明はコントロール電流生成回路に関し、例えばオーディオ機器における音量調整用のコントロール電流生成回路に適用して好適なものである。

【0003】

【従来の技術】従来、この種の回路には図5に示すような電流出力回路1が用いられている。この電流出力回路1は入力段2および出力段3の2段の差動増幅回路であり、入力段2の差動出力を出力段3において電圧電流変換し、コントロール電流 i_{CONT} として出力するようになされている。この例の場合、入力段2の差動対はPNP型トランジスタ P_1 及び P_2 によって構成されている。このうちトランジスタ P_1 には差動入力として入力電圧 V_{IN} と基準電圧 V_1 とを分圧抵抗 R_1 及び R_2 によって分圧したコントロール電圧 V_{CONT} が与えられ、他方のトランジスタ P_2 には差動入力として基準電圧 V_1 が与えられている。この基準電圧 V_1 がコントロール電圧 V_{CONT} のセンター値となる。

40 【0004】ここでトランジスタ P_1 及び P_2 は定電流源2A及び2Bより供給される一定電流 I_0 を各エミッタに接続された入力抵抗 R_{IN} を介して分流し、差動入力の差分 ΔV_{IN} に応じたコレクタ電流をコレクタ側に接続されたダイオードD1及びD2に供給するようになされ

50

3

ている。すなわちコントロール電圧 V_{CONT} の値が基準電圧 V_1 に比して低い場合にはダイオード D_1 に流れるコレクタ電流を増加させ、反対にコントロール電圧 V_{CONT} の値が基準電圧 V_1 に比して高い場合にはダイオード D_2 に流れるコレクタ電流を増加させるようになされている。これよりダイオード D_1 及び D_2 にはコントロール電圧 V_{CONT} に応じた電位差を有する差動出力が発生される。

【0005】一方、出力段3の差動対は共通エミッタ1個の定電流源3Aが接続されたNPN型のトランジスタ Q_1 及び Q_2 によって構成されている。トランジスタ Q_1 及び Q_2 は定電流源3Aに引き込まれる一定電流 I_1 を差動出力に応じて分流し、コレクタ電流としてそれぞれ引き込むようになされている。このうちトランジスタ Q_2 のコレクタには電流源3Bが接続されており、電流源3Bに対してカレントミラー接続された電流源3Cに電流源3Bに流れる電流と同じ大きさの電流を折り返すようになされている。この電流源3Cに流れる電流がコントロール電流 i_{CONT} として出力端より出力される。*

$$K = \frac{I_1}{2 I_0 \cdot R_{IN}}$$

によって与えられる。

【0008】ところが(1)式からも分かるように、この種の電流出力回路1から出力されるコントロール電流 i_{CONT} の傾き K は一定の傾きしか設定することができず、コントロール電流 i_{CONT} の可変範囲内に屈曲点を設定することはできなかった。すなわち入力ダイナミックレンジの範囲内で出力電流の増加率が変化するようなコントロール電流 i_{CONT} を出力させることはできなかった。このためコントロール電流 i_{CONT} による制御に限界があった。また不感帯はコントロール電圧 V_{CONT} の制御範囲 ($0 \sim V_{CC}$) から入力ダイナミックレンジを除いた範囲によって定まるため上下いずれか一方の不感帯が設定されると他方の不感帯は一意に決定され、不感帯の範囲を独立に制御することはできなかった。

【0009】本発明は以上の点を考慮してなされたもので、コントロール電流 i_{CONT} の可変範囲内において屈曲点や増加率を任意に設定することができるコントロール電流生成回路を提案しようとするものである。

【0010】

【課題を解決するための手段】かかる課題を解決するため本発明においては、それぞれ互いに異なるしきい値電圧 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) を境に異なる増加率によって電流 $I_{A1}, I_{A2}, \dots, I_{An}$ を流す第1の電流源を複数有する加算電流発生手段11と、加算電流発生手段11から供給される複数の電流 $I_{A1}, I_{A2}, \dots, I_{An}$ を足し合わせる第1の電流加算手段14とを設けるようにする。

【0011】

【作用】第1の電流加算手段14に流れる第1の加算電

4

* 【0006】

【発明が解決しようとする課題】このコントロール電流 i_{CONT} とコントロール電圧 V_{CONT} をそれぞれ縦軸および横軸にとつて表すと入出力特性は図6に示すようになる。このうちコントロール電流 i_{CONT} が線形に変化するのコントロール電圧 V_{CONT} が基準電圧 V_1 を中心に入力ダイナミックレンジ ($= I_0 \cdot R_{IN}$) の範囲で増減する場合であり、この範囲の外側 (電圧がしきい値 $V_L (=V_1 - I_0 \cdot R_{IN})$ より低い場合及びしきい値 $V_H (=V_1 + I_0 \cdot R_{IN})$ より高い場合をいい、以下不感帯という) ではコントロール電流 i_{CONT} は0又は I_1 と一定値になる。

【0007】このように電流出力回路1にはコントロール電流 i_{CONT} に対して不感帯が設定されている。因に線形に変化するコントロール電流 i_{CONT} の傾き K は一定電流 I_1 を入力ダイナミックレンジの2倍で割った値であり、次式

【数1】

..... (1)

流 $2 I_0$ はそれぞれしきい値電圧 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) 及び電流増加率が異なる複数の電流 $I_{A1}, I_{A2}, \dots, I_{An}$ を足し合わせた電流である。従つて制御電圧 V_{CONT} が各しきい値電圧 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) を越えるごとに第1の加算電流 $2 I_0$ の電流増加率は変化する。この結果、任意の電圧を境に電流増加率が変化する (すなわち屈曲点を複数有する) 第1の加算電流 $2 I_0$ を形成することができる。この第1の加算電流 $2 I_0$ をコントロール電流 i_{CONT} として出力することにより従来に比してコントロール電流の出力特性を自由に設定することができる。

【0012】

【実施例】以下図面について、本発明の一実施例を詳述する。

【0013】(1) 第1の実施例

(1-1-1) 全体構成

図1において10は全体としてオーディオ機器におけるポリウムコントロール電流生成回路を示し、電流変化量の異なる複数の要素電流 $I_{A1} \sim I_{An}, I_{B1} \sim I_{Bm}$ を加減算することにより複数の屈曲点を有する自由形状のコントロール電流 i_{CONT} を出力できるようになされている。このポリウムコントロール電流生成回路10は、加算用電流源11と減算用電流源12と上限設定部13とによって構成されており、加算用電流源11において発生された加算電流 $2 I_0$ から減算用電流源12において発生された減算電流 $2 I_1$ を差し引くことによりコントロール電流 i_{CONT} を生成するようになされている。

【0014】(1-1-2) 加算用電流源11の構成

50

5

加算用電流源 11 は、不感帯の立ち上がり電圧及び電流増加率がそれぞれ異なる複数の要素電流 I_{A1} 、 I_{A2} …… I_{An} を加算し、加算値を加算電流 $2I_0$ ($= I_{A1} + I_{A2} + \dots + I_{An}$) として電流源 14 より引き込むようになされている。この加算用電流源 11 は各要素電流 I_{A1} 、 I_{A2} …… I_{An} を発生する n 個の要素電流源によって構成されており、入力電圧 V_{IN} を分圧抵抗 R_9 及び R_{10} によって分圧したコントロール電圧 V_{CONT} を並列に入力するようになされている。

【0015】各要素電流源は、コントロール電圧 $V_{CONT} * 10$ 【数2】

$$V_{CONT} = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \cdot V_{IN} = V_{REF} \quad \dots\dots (2)$$

によって与えることができる。

【0016】またトランジスタ Q_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) の各エミッタには抵抗 R_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) と電圧源 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) が直列接続されている。各電圧源 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) の電圧値は各要素電流源の立ち上がり電圧に相当する。すなわちエミッタ電位 V_{EQk} が電圧源 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) の電圧 20 値より小さい間は要素電流 I_k ($k=1, 2, \dots, n$) は※

$$I_{Ak} = \frac{V_{EQk} - V_{1k}}{R_{1k}} \quad (k=1, 2, \dots, n) \quad \dots\dots (3)$$

によって与えられる。従つて各要素電流 I_{Ak} ($k=1, 2, \dots, n$) のコントロール電圧 V_{CONT} に対する電流増加率は各抵抗値の逆数 (すなわち $1/R_{1k}$) によって定まることが分かる。

【0018】以上より各要素電流源に引き込まれる要素電流 I_{Ak} の立ち上がり電圧 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) 及びその電流増加率は電圧源 V_{1k} 及び抵抗 R_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) の組み合わせによって任意に設定できることが分かる。

【0019】(1-1-3) 減算用電流源 12 の構成
減算用電流源 12 は加算電流源 11 と同様の構成を有し、不感帯からの立ち上がり電圧及び電流増加率がそれぞれ任意に設定されている複数の要素電流源を有している。減算用電流源には各要素電流源から出力された要素電流 I_{B1} 、 I_{B2} …… I_{Bm} を加算し、減算結果を減算電流 $2I_1$ ($= I_{B1} + I_{B2} + \dots + I_{Bm}$) として電流源 15 40 から出力される出力電流より減算するようになされている★

$$I_{Bk} = \frac{V_{EQk} - V_{2k}}{R_{2k}} \quad (k=1, 2, \dots, n) \quad \dots\dots (4)$$

によって与えることができる。

【0022】(1-1-4) 上限設定部 13 の構成
ところがこのように加算用電流源 11 によって発生された加算電流 $2I_0$ から減算電流源 12 によって発生された減算電流 $2I_1$ を単に差し引いただけではコントロール電流 I_{CONT} の上限レベルを設定することができない 50

6

* を非反転入力端に入力する演算増幅器 A_1 、 A_2 …… A_n とその出力端に接続された NPN 型トランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} …… Q_{1n} とによって構成されている。各トランジスタ Q_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) は、対応する演算増幅器 A_k ($k=1, 2, \dots, n$) の出力をエミッタを介して反転入力端に帰還するようになされている。これによりトランジスタ Q_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) のエミッタ電位 V_{EQk} はコントロール電圧 V_{CONT} と等しくなり、その電圧値は、次式

※流れず、エミッタ電位 V_{EQk} が電圧源 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) の電圧値より大きくなると要素電流 I_k ($k=1, 2, \dots, n$) が流れるようになされている。

【0017】このとき抵抗 R_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) に流れる要素電流 I_{Ak} ($k=1, 2, \dots, n$) の電流値はそれぞれ、次式

【数3】

★る。ここで電流源 15 は電流源 14 に対してカレントミラー接続されており、電流源 15 によって折り返された加算電流 $2I_0$ から減算電流 $2I_1$ を差し引いた差電流 $2I_0'$ を上限設定部 13 に与えるようになされている。

【0020】この減算用電流源 12 も各要素電流 I_{B1} 、 I_{B2} …… I_{Bn} を発生する m 個の要素電流源に入力電圧 V_{IN} を分圧抵抗 R_9 及び R_{10} によって分圧したコントロール電圧 V_{CONT} を並列に入力するようになされている。各要素電流源は、コントロール電圧 V_{CONT} をそれぞれ演算増幅器 B_1 、 B_2 …… B_n の非反転入力端に入力し、その出力端に接続された NPN 型トランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} …… Q_{2m} を介してエミッタ電位 V_{EQk} を反転入力端に帰還するようになされている。

【0021】この場合にもトランジスタ Q_{2k} のエミッタに接続された抵抗 R_{2k} に流れる要素電流 I_{Bk} の電流値は電圧源 V_{2k} の電圧値を用いて、次式
【数4】

め上限設定部 13 によってコントロール電流 I_{CONT} が上限レベル以上にならないように設定している。上限設定部 13 は加算電流 $2I_0$ から減算電流 $2I_1$ を差し引いた差電流 $2I_0'$ を電流値の等しい 2 つの分流電流 I_0' に分流し、上限レベルを設定する基準電流 I_{REF} と比較することにより分流電流 I_0' をコントロール電流 I_{CONT} と

7

して出力するか基準電流 I_{REF} 、コントロール電流 I_{CONT} として出力するかを切り換えるようになされている。

【0023】まず2つの分流電流 I_0' の生成を説明する。差電流 $2I_0'$ の分流にはカレントミラー接続された PNP 型トランジスタ P_{11} 、 P_{12} 及び P_{13} が用いられる。このうち電流源 14 と加算用電流源 11 との間に接続されるトランジスタ P_{11} は他の2つのトランジスタ P_{12} 及び P_{13} のエミッタ面積に比して2倍のエミッタ面積を有している。これに対してトランジスタ P_{12} 及び P_{13} はそれぞれ同面積のエミッタ面積を有するため各コレクタに接続された減算器 16 及び 17 には差電流 $2I_0'$ を2分した分流電流 I_0' が与えられるようになされている *

$$I_{COMP} = I_0' - I_{REF}$$

で与えられる減算出力 I_{COMP} が流れる。

【0025】一方、減算器 17 は減算器 16 の減算結果に基づいてコントロール電流 I_{CONT} の上限を実際にクリップするようになされている。すなわち減算器 17 は電流源 20 に対してカレントミラー接続された電流源 21 によって折り返された減算出力 I_{COMP} を分流電流 I_0' か※20

$$I = I_0' - I_{COMP}$$

によって与えられる。従つて分流電流 I_0' が基準電流 I_{REF} を越えない場合には減算出力 I_{COMP} が 0 であることにより電流値 I は分流電流 I_0' に一致し、分流電流 I_0' が基準電流 I_{REF} を越えた場合には (4) 式を (5) 式に代入すれば分かるように基準電流 I_{REF} が出力されることになる。

【0027】この結果、電流源 23 に対して直列接続された電流源 24 によって電流源 25 に折り返されるコントロール電流 I_{CONT} の値は分流電流 I_0' 又は基準電流 I_{REF} に制御されるようになされている。

【0028】(1-2) 動作及び効果

以上の構成において、ボリウムコントロール電流生成回路 10 によるコントロール電流 I_{CONT} の出力を図 2 を用いて説明する。ここで加算用電流源 11 は第 1 及び第 2 の2個の要素電流源によって構成されるものとし、図 2 (A) 及び (B) に示すように、第 1 の要素電圧源の立ち上がり電圧を設定する電圧源 V_{11} の電圧値は第 2 の要素電流源の立ち上がり電圧を設定する電圧源 V_{12} の電圧値に比して小さいものとする。

【0029】一方、減算用電流源 12 は1個の要素電流源によって構成されているものとし、図 2 (C) に示すように、立ち上がり電圧を設定する電圧源 V_{21} の電圧値は加算用電流源 11 の電圧源 V_{11} 及び V_{12} のいずれに対しても大きいものとする。また加算用電流源 11 における第 1 の要素電流源が引き込む要素電流 I_{A1} の傾きは第 2 の要素電流源が引き込む要素電流 I_{A2} の傾きに比して小さいものとし、減算用電流源 12 が引き込む要素電流 I_{B1} (すなわち減算電流 $2I_1$) の傾きは第 2 の要素電流源が引き込む要素電流 I_{A2} の傾きに比してやや小さい

8

*る。

【0024】2つの減算器 16 及び 17 のうち減算器 16 は分流電流 I_0' と基準電流 I_{REF} との大小関係の比較に用いられるようになされている。減算器 16 は電流源 18 に対してカレントミラー接続された電流源 19 によって折り返された基準電流 I_{REF} と分流電流 I_0' との差をとり、分流電流 I_0' から基準電流 I_{REF} を差し引いた大きさの電流を電流源 20 に流し込むようになされている。従つて電流源 20 に流し込まれる電流値は、分流電流 I_0' が基準電流 I_{REF} を越えない場合には 0 であるのに対し、分流電流 I_0' が基準電流 I_{REF} を越えた場合には、次式

【数 5】

$$\dots\dots (5)$$

※ら減算し、これを電流源 22 に流し込むようになされている。

【0026】このとき電流源 22 より電流源 23 に折り返される電流値 I は、次式

【数 6】

$$\dots\dots (6)$$

ものとする。

【0030】まず入力電圧 V_{IN} を 0 [V] とし、コントロール電圧 V_{CONT} を 0 [V] に設定する。このとき各電流源要素の演算増幅器 A1、A2 及び B1 の出力端に接続されたトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} 及び Q_{21} のエミッタ電圧 VE_{Q11} 、 VE_{Q12} 及び VE_{Q21} はいずれも 0 [V] であり、要素電流 I_{A1} 、 I_{A2} 及び I_{B1} は流れない。従つて加算電流 $2I_0$ も減算電流 $2I_1$ も共に 0 となり、このとき電流源 25 から出力されるコントロール電流 I_{CONT} の電流値は 0 となる。

【0031】次にコントロール電圧 V_{CONT} の電圧値を徐々に増加させる。コントロール電圧 V_{CONT} の電圧値が電圧源 V_{11} を越えるまでは、電流要素 I_{A1} 、 I_{A2} 及び I_{B1} はいずれも 0 であるためコントロール電流 I_{CONT} は 0 のままである。やがてコントロール電圧 V_{CONT} が電圧源 V_{11} を越えると、加算用電流源 11 の第 1 の電流源要素が動作し始め、この電流 I_{A1} が加算電流 $2I_0$ として電流源 14 に流れ始める。

40 【0032】このとき他の要素電流源は動作していないため上限設定部 13 には差電流 $2I_0'$ として電流 I_{A1} が与えられる。この電流 I_{A1} は分流用のトランジスタ P_{12} 、 P_{13} によって半分に分流される。従つて分流電流 I_0' の電流値は $I_{A1}/2$ となる。この電流値は基準電流 I_{REF} (図 2 (E)) に比して小さいため、コントロール電流 I_{CONT} として分流電流 I_0' ($= I_{A1}/2$) が出力されることになる。

50 【0033】この状態はコントロール電圧 V_{CONT} の電圧値が次の電圧源 V_{12} の電圧値を越えるまで継続される。やがてコントロール電圧 V_{CONT} の電圧値が電圧源 V_{12} の

9

電圧値を越えると、加算用電流源 1 の 2 つの電流源要素が同時に動作状態になる。これにより加算用電流源 1 から出力される加算電流 $2 I_0$ はこれまで流れていた第 1 の電流 I_{A1} に加えて第 2 の電流 I_{A2} を加えた電流値となる。

【0034】一方、減算用電流源 12 は未だ動作していないためこの 2 つの電流 I_{A1} 及び I_{A2} を加算した電流の半分の大きさの電流 $(I_{A1} + I_{A2}) / 2$ が分流電流 I_0' となり、図 2 (D) に示すように、この電圧値 V_{12} を境に分流電流 I_0' の傾きは大きくなる。この際における分流電流 I_0' は基準電流 I_{REF} (図 2 (E)) に比して小さいため、コントロール電流 I_{CONT} として分流電流 I_0' ($= (I_{A1} + I_{A2}) / 2$) がそのまま出力される。

【0035】その後も入力電圧 V_{IN} の電圧値が大きくなるに従ってコントロール電流 I_{CONT} は増加し、やがてコントロール電圧 V_{CONT} の電圧値が電圧源 V_{21} を越えた時点で減算用電流源 12 の要素電流源が新たに動作を開始する。これと共に減算用電流源 12 は、図 2 (C) に示すように、所定の傾きを有する要素電流 I_{B1} を減算電流 $2 I_1$ として引き込み始める。これにより分流用のトランジスタ P_{12} 及び P_{13} には加算電流 $2 I_0$ から減算電流 $2 I_1$ 分を差し引いた差電流 $2 I_0'$ が供給されることになる。

【0036】コントロール電圧 V_{CONT} が電圧値 V_{12} を越えた後の加算電流 $2 I_0$ はそれまでと同じ割合で増加しているのであるが減算電流 $2 I_1$ によって電流量の増加が抑制されるため、実際にトランジスタ P_{12} 及び P_{13} に引き込まれる分流電流 I_0' の増加率は減少し、図 2

(D) に示すように、第 2 番目の屈曲点が生じることになる。この場合も分流電流 I_0' が基準電流 I_{REF} に比して小さいため、最終段の電流源 25 からはコントロール電流 I_{CONT} として分流電流 I_0' ($= (I_{A1} + I_{A2} - I_{B1}) / 2$) がそのまま出力される。

【0037】例えば基準電流 I_{REF} の電流値を $50 [\mu A]$ とし、このときにおける分流電流 I_0' の電流値を $40 [\mu A]$ とすると、減算器 16 に流れ込む電流量よりも電流源 19 が引きだそうとする電流量が大きいため減算結果に当たる電流が流れる電流源 20 に流れる電流量は $0 [\mu A]$ となる。従って一方の減算器 17 に流し込まれる分流電流 I_0' がそのまま電流源 22、23、24 及び 25 によって折り返され、コントロール電流 I_{CONT} として $50 [\mu A]$ の電流が出力されることになる。

【0038】この後も図 2 (D) に示すように、コントロール電圧 V_{CONT} が増加するに伴って分流電流 I_0' の電流値も一定の割合で増加し続け、コントロール電流 I_{CONT} も同様に増加する。やがて分流電流 I_0' の電流値は基準電流 I_{REF} の電流値の大きさに達するが、図 2

(F) に示すように、この電流値を境に最終段の電流源 25 から出力されるコントロール電流 I_{CONT} の電流値は一定値のまま増加しなくなる。

10

【0039】これは分流電流 I_0' として $75 [\mu A]$ の電流が流れる場合を例に説明すると次のようになる。この場合、減算器 16 に接続される電流源 20 には基準電流 I_{REF} の電流値 $50 [\mu A]$ を越える余分な電流分、すなわち $25 [\mu A]$ の電流が流れることになる。この電流源 20 はカレントミラー接続された電流源 21 によって減算結果に相当する電流分を折り返し、もう一つの減算器 17 に流し込まれる分流電流 I_0' から $25 [\mu A]$ の電流を差し引く。これにより減算器 17 の減算結果である電流の電流値は常に基準電流 I_{REF} と同じ大きさの電流値 $50 [\mu A]$ に一致するのである。

【0040】以上の構成によれば、それぞれ異なるしきい値電圧 V_{11} 、 V_{12} 及び V_{21} を境に異なる増加率で流れる加算用の要素電流 I_{A1} 、 I_{A2} と減算用の要素電流 I_{B1} とを加減算してコントロール電流 I_{CONT} を生成することにより、線形に変化するコントロール電圧 V_{CONT} に対してしきい値電圧 V_{12} 、 V_{21} を境に増加率が変化するコントロール電流 I_{CONT} を得ることができる。このコントロール電流 I_{CONT} をオーディオシステムにおけるポリウムのコントロール電流に用いればオーディオ信号の再現力を一段と高めることができる。

【0041】また加算用の要素電流 I_{A1} 、 I_{A2} と減算用の要素電流 I_{B1} とを加減算結果で与えられる分流電流 I_0' を基準電流 I_{REF} と比較し、分流電流 I_0' が基準電流 I_{REF} より小さい場合には分流電流 I_0' をコントロール電流 I_{CONT} として出力し、また分流電流 I_0' が基準電流 I_{REF} より大きい場合には基準電流 I_{REF} をコントロール電流 I_{CONT} として出力するようにしたことにより、基準電流 I_{REF} を増減するだけでコントロール電流 I_{CONT} の上限を自由に設定することができる。このようにコントロール電流 I_{CONT} の上限及び下限は基準電流 I_{REF} 及び最小のしきい値電圧 V_{11} によって独立に設定できるため、コントロール電流 I_{CONT} の調整を従来に比して一段と容易にすることができる。

【0042】(2) 第 2 の実施例

(2-1-1) 全体構成

図 1 との対応部分に同一符号を付して示す図 3 において、30 は全体としてポリウムコントロール電流生成回路を示し、加算用電流源 11 及び減算用電流源 12 に代えて加算用電流源 31 及び減算用電流源 32 を用いることを除いてほぼ同様の構成を有している。

【0043】このポリウムコントロール電流生成回路 30 は加算用電流源 11 及び減算用電流源 12 にそれぞれ内蔵されていた帰還用の n 個の演算増幅器 A_1 、 A_2 …… A_n と m 個の演算増幅器 B_1 、 B_2 …… B_m の計 $n + m$ 個の演算増幅器を 1 個の演算増幅器 A_{31} によって代用するもので、一段と小さい回路構成を実現できるものである。

【0044】(2-1-2) 加算用電流源 31 及び減算用電流源 32 の構成

50

11

この実施例の場合、加算用電流源 31 を構成する n 個のトランジスタ Q_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) のベースに演算増幅器 A31 の出力端が接続されている。各トランジスタ Q_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) のエミッタには n 個の要素電流 I_{Ak} ($k=1, 2, \dots, n$) におけるしきい値電圧を定める電圧源 V_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) と電流増加率を設定する抵抗 R_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) とがそれぞれ接続されている。各要素電流源は各トランジスタ Q_{1k} ($k=1, 2, \dots, n$) のエミッタ電位がしきい値電圧を越えた順に要素電流 I_{Ak} ($k=1, 2, \dots, n$) を共通に接続されたコレクタを介して引き込むようになされている。

【0045】一方、減算用電流源 32 の場合も加算用電流源 31 の場合と同様、減算用電流源 32 を構成する m 個のトランジスタ Q_{2k} ($k=1, 2, \dots, m$) のベースに演算増幅器 A31 の出力端が接続されている。各トランジスタ Q_{2k} ($k=1, 2, \dots, m$) のエミッタには m 個の要素電流 I_{Bk} ($k=1, 2, \dots, m$) におけるしきい値電圧を定める電圧源 V_{2k} ($k=1, 2, \dots, m$) と電流増加率を設定する抵抗 R_{2k} ($k=1, 2, \dots, m$) とがそれぞれ接続されている。そして各要素電流源は各トランジスタ Q_{2k} ($k=1, 2, \dots, m$) のエミッタ電位がしきい値電圧を越えた順に要素電流 I_{Bk} ($k=1, 2, \dots, m$) を共通に接続されたコレクタを介して引き込むようになされている。

【0046】(2-2) 動作及び効果

以上の構成において、ボリュームコントロール電流生成回路 30 によるコントロール電流 I_{CONT} の出力を説明する。この実施例の場合にも、コントロール電圧 V_{CONT} がしきい値電圧 V_{11}, V_{12}, \dots を順に越えるごとに加算用電流源 31 を構成する n 個の電流源要素が順に動作を開始する。そして各電流源要素に引き込まれる要素電流 I^*

$$V_{ij} = \frac{R_{ij1}}{R_{ij1} + R_{ij2}} \cdot DV_{CC}$$

によつて得ることができる。

【0051】また単位電流源に流れる要素電流の傾きを決定する各抵抗 $R_{11} \sim R_{1n}$ 及び $R_{21} \sim R_{2m}$ ($i=1, j=1 \sim n$ 又は $i=2, j=1 \sim m$) の抵抗値は、一端が※

$$R_{ij} = (R_{ij1} \parallel R_{ij2}) + R_{ij3}$$

によつて設定することができる。

【0052】このようにしきい値電圧を発生するのに必要な電源を $n+m$ 個から 1 個にでき、またしきい値電圧も抵抗値の比によつて任意に設定することができることにより従来に比して一段とボリュームコントロール電流生成回路 10 及び 30 の使い勝手を向上させることができる。

【0053】また上述の実施例においては、ボリュームコントロール電流生成回路 10 及び 30 を加算用電流源 11、31 及び減算用電流源 12、32 の双方を用いて構成する場合について述べたが、本発明はこれに限ら

12

*A1、 I_{A2}, \dots を加算電流値の加算電流 $2I_0$ が電流源 14 より電流源 15 を介して折り返され、上限設定部 13 へと与えられる。

【0047】同様にコントロール電圧 V_{CONT} がしきい値電圧 V_{21}, V_{22}, \dots を順に越えるごとに加算用電流源 32 を構成する m 個の電流源要素が順に動作を開始する。そしてその都度、各電流源要素に引き込まれる要素電流 I_{B1}, I_{B2}, \dots の合計値が減算電流 $2I_1$ として加算電流 $2I_0$ から引き出され、差電流 $2I_0'$ として上限設定部 13 に入力されることになる。この結果、差電流 $2I_0'$ の半分の大きさの分流電流 I_0' がコントロール電流 I_{CONT} として電流源 25 から出力される。

【0048】以上の構成によれば、複数の屈曲点を有するコントロール電流 I_{CONT} を出力することができるボリュームコントロール電流生成回路 30 を第 1 の実施例に示すボリュームコントロール電流生成回路 10 に比して小さい回路構成により実現することができる。

【0049】(3) 他の実施例

なお上述の実施例においては、しきい値電圧を電圧源 $V_{11} \sim V_{1n}$ 及び $V_{21} \sim V_{2m}$ によつて設定する場合について述べたが、本発明はこれに代え、しきい値電圧を図 4 に示すようにロジック電圧 DV_{CC} により発生させても良い。

【0050】すなわち接地電位 GND とロジック電圧 DV_{CC} との間に直列接続された分圧用の抵抗 R_{ij1} 及び R_{ij2} ($i=1, j=1 \sim n$ 又は $i=2, j=1 \sim m$) の接続中点にしきい値電位を発生させても良い。このとき不感帯からの立ち上がり電位 V_{ij} ($i=1, j=1 \sim n$ 又は $i=2, j=1 \sim m$) は、次式

【数 7】

$$\dots\dots (7)$$

※抵抗 R_{ij1} 及び R_{ij2} の接続中点が接続され、他端がトランジスタ $Q_{11} \sim Q_{1n}$ 及び $Q_{21} \sim Q_{2m}$ に接続される第 3 の抵抗 R_{ij3} を用いて、次式

【数 8】

$$\dots\dots (8)$$

ず、加算用電流源 11、31 のみによつて構成しても良い。

【0054】さらに上述の実施例においては、ボリュームコントロール電流生成回路 10 及び 30 に上限設定部 13 を用意する場合について述べたが、本発明はこれに限らず、コントロール電流 I_{CONT} に上限を設定する必要がない場合には上限設定部 13 なしでボリュームコントロール電流生成回路 10 及び 30 を構成するようにしても良い。

【0055】さらに上述の実施例においては、コントロール電流 I_{CONT} をオーディオ機器のボリューム制御に用

13

いる場合について述べたが、 I_{CONT} はこれに限らず、コントロール電流 I_{CONT} を他の電子機器の制御や他の制御に用いても良い。

【0056】

【発明の効果】 上述のように本発明によれば、互いにしきい値電圧が異なり、かつ電流増加率が異なる複数の電流を足し合わせてコントロール電流とすることにより、従来に比して1段と自由度の高いコントロール電流を容易に得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明によるコントロール電流生成回路の一実施例を示す接続図である。

【図2】 動作の説明に供する略線図である。

【図1】

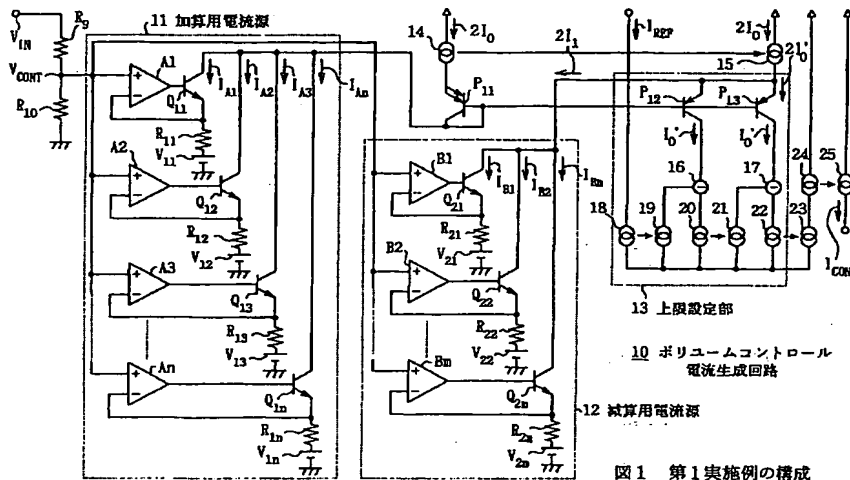


図1 第1実施例の構成

14

【図3】 本発明によるコントロール電流生成回路の一実施例を示す接続図である。

【図4】 他の実施例の説明に供する接続図である。

【図5】 従来のコントロール電流生成回路を示す接続図である。

【図6】 従来のコントロール電流を示す特性曲線図である。

【符号の説明】

1、10、30……ボリウムコントロール電流生成回路、2……入力段、3……出力段、11、31……加算用電流源、12、32……減算用電流源、13……上限設定部。

【図4】

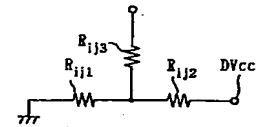


図4 他の実施例

【図5】

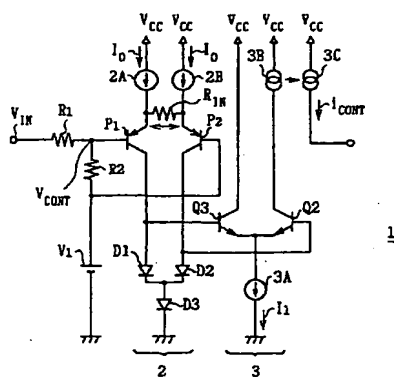


図5 従来のコントロール電流生成回路

【図6】

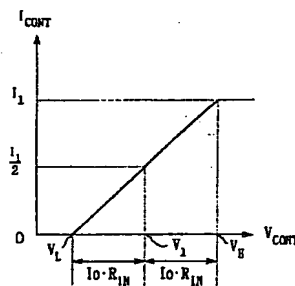


図6 従来のコントロール電流

【図2】

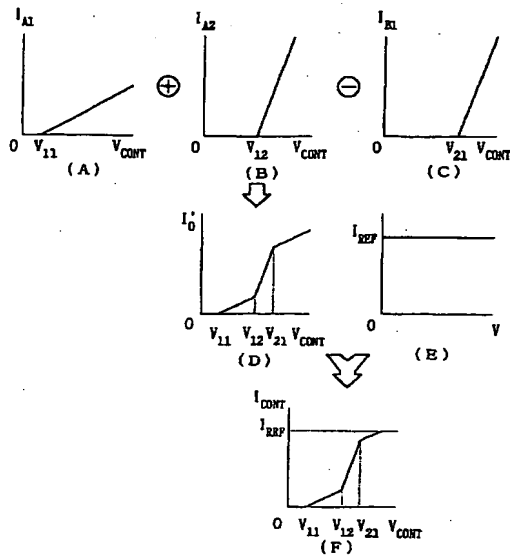


図2 コントロール電流

【図3】

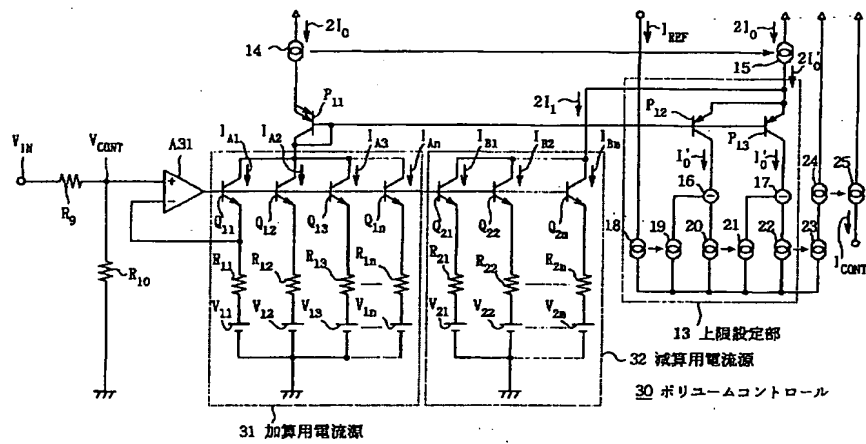


図3 第2実施例の構成